

QRP Workshop 2012

予稿集

2012 QRP 全国集会

2012/11/10

@ 伊豆多賀温泉 いざわ荘

- 講演プログラム -

| 時刻 | タイトル | callsign | 講演者 |
|-------|--|----------|-------|
| 16:10 | USB でつなぐスペクトラムアナライザの紹介と計測器のスマートフォンでの活用について | JA1APA | 石橋 昌美 |
| 16:30 | FM フロントエンド IC・TA7358 を DBM として使用した時の特性について | JH9JBI | 山本 利義 |
| おまけ | ステンレス線 PESUS はアンテナエレメントに使えるか | JA8DIQ | 大久保尚史 |

USB でつなぐスペクトラムアナライザの紹介と計測器のスマートフォンでの活用について
 JA1APA 石橋 昌美

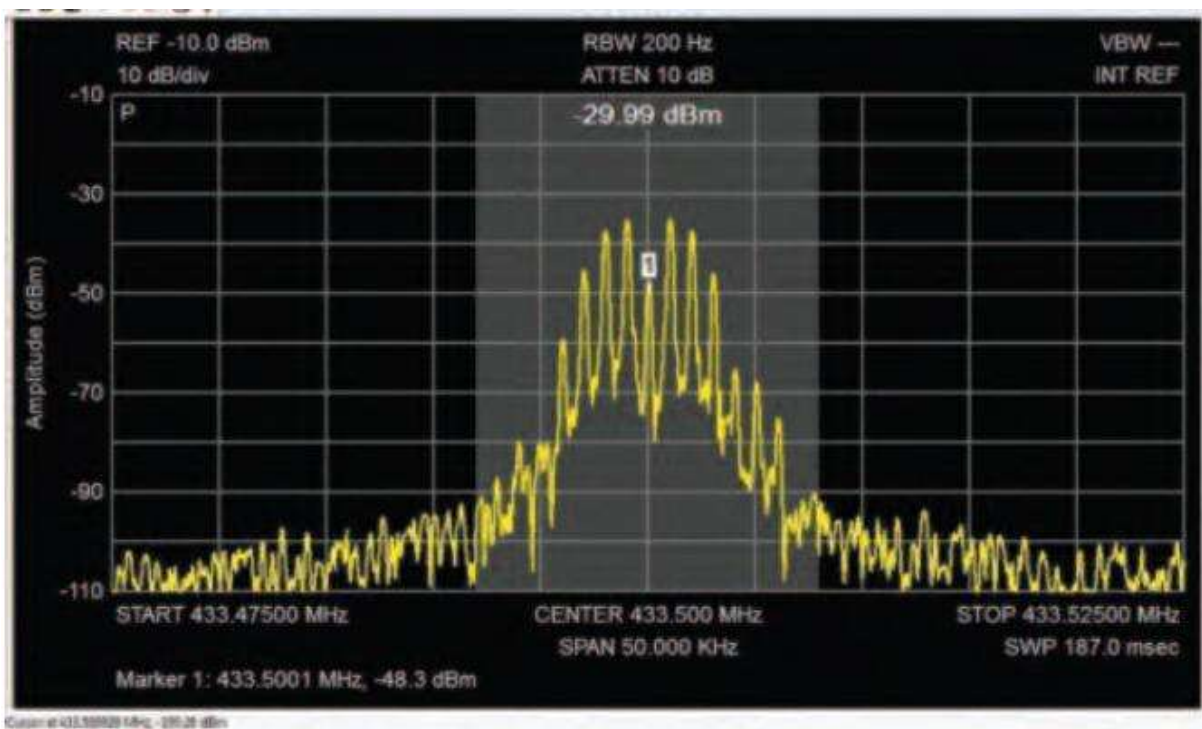
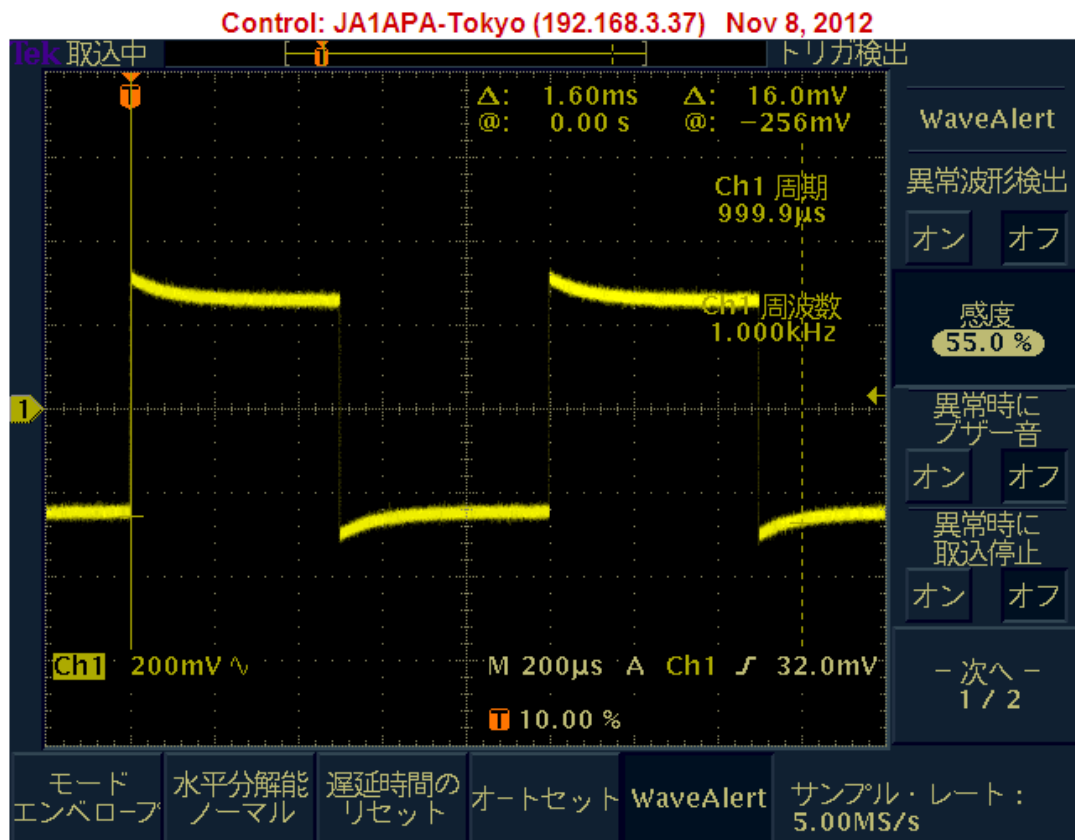


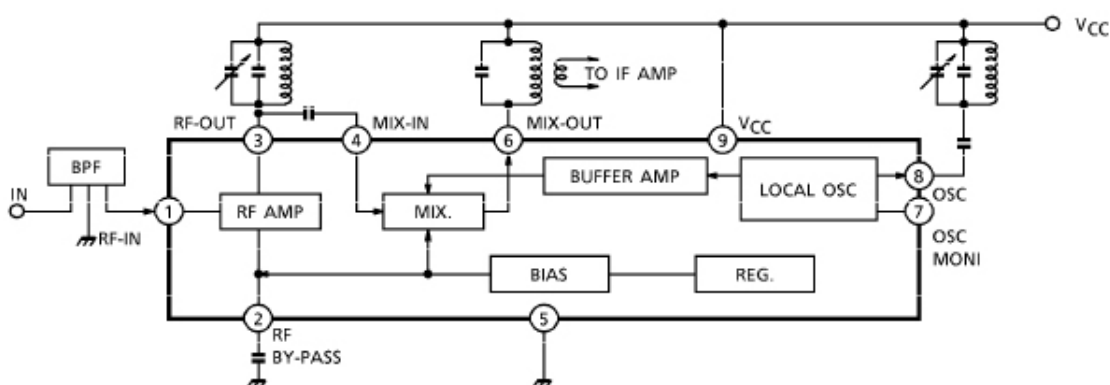
FIGURE 2: 433MHz FM modulated output from the Kenwood TH-6F.

FM フロントエンド IC・TA7358 を DBM として使用した時の特性について

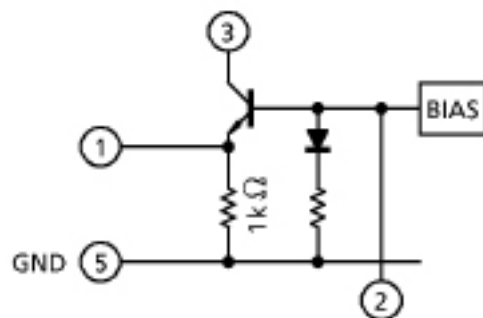
JH9JBI 山本 利義

TA7358は東芝から発売されていたFMフロントエンド用のICです。形状は9ピンSIPとフラットパッケージが発表されていて、製造中止となった2011年現在でも流通在庫が廉価に(100円程度)で複数から入手可能となっています。東芝からはTA7310, TA7320とTA7358と似た構成のPLL用ICも発売されていました。TA7358の全内部等価回路は公表されていませんが部分構成図からこれら3種のICは類似の回路構成を採用していると推察できます。TA7358の特徴としてFMフロントエンド用に最適化されており、RF増幅段を有すること、低電圧(最小1.6V)に対応すること、DBM出力にリミッタダイオードが付加されていることがあります。TA7358は大きく分けて各構成ブロックのトランジスタにバイアス電圧を供給するバイアス生成部、初段RF増幅用トランジスタ(ベース接地が基本)、ギルバートセルによるDBM部、発振用トランジスタという4つのブロックから構成されています。

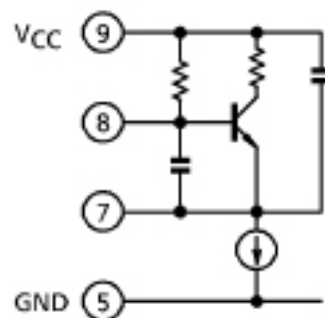
BLOCK DIAGRAM



初段用トランジスタは信号としてはその他のブロックとして切り離されており、RF初段増幅用としてだけでなく、混合後の増幅、AF増幅に使用することができるようになっていて、増幅形態もベース接地以外にもエミッタ接地が限定的に可能(エミッタ・アース間に1kΩの抵抗が挿入されているため)となっています。しかし、ピン配置として1,2,3ピンがそれぞれE,B,Cとなっていて4ピンがDBMのRF入力ピンとなっているので前段以外の使用の場合には信号通過経路に留意する必要があります。また、各段のバイアスは完全に独立はしていないので、初段増幅部を使用しない場合でも3ピンに2~3V以上の電圧をかけておかないと他の部位のバイアスが正常値から外れてしまい、所定の性能が出ないので注意が必要です。

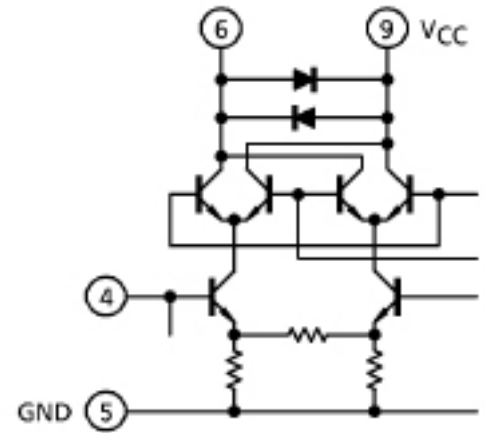


発振用トランジスタはBE間、EC間に帰還用コンデンサが内部接続されていてベースに接続された8ピンにタンク回路を接続するだけで発振するようになっています。各帰還コンデンサの容量は公表されていませんがFM用という用途から大きく見積もっても数十pF程度であろうと予測出来ます。また、ベースが直接8ピンに接続されているのでより低周波の発振には外部コンデンサを7,8ピン間、8,9ピン間に接続することが可能です。このことはLCタンク回路を使用の際には適当な容量のコンデンサを8ピンを直流的に切り離すために挿入する必要がある事を意味しています。発振出力は内部的にDBM部の上部トランジスタに入力されるように接続されていて切り離すことは出来ません。また、エミッタが7ピンに接続されているのでここから発振信号をモニタリングできるようになっており、PLLや周波数カウンタをここに接続することを意図して設計しているようで



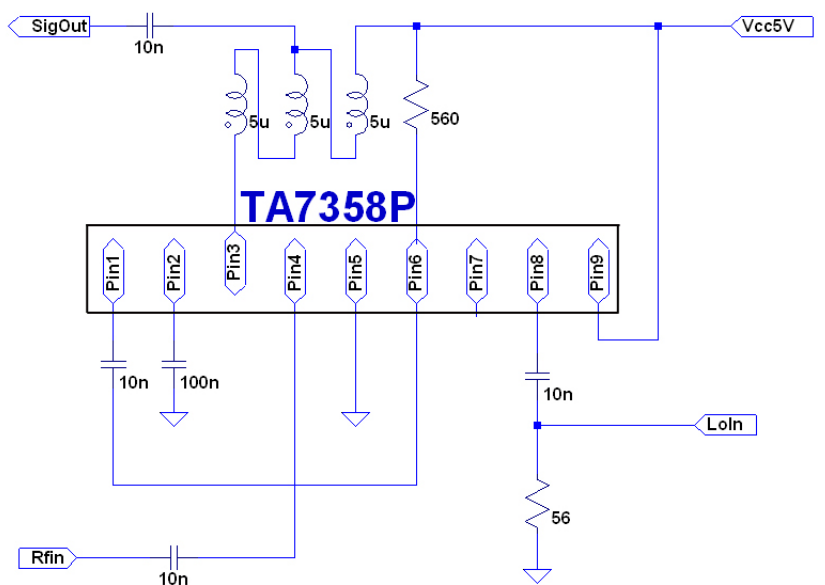
す。ただし、バッファリングはされていないので7ピンの使用は発振回路自体に影響を与えない程度に抑えるべきです。発振用トランジスタの各端子がそのまま外部に接続されているため、7ピン、もしくは8ピンに外部から局発信号を入力することも可能です。両者間で必要とされる注入電力に大きな違いはないようですが、8ピンに局発信号を入力する自作例が多く見受けられます。

DBM 部は標準的なギルバートセル構成で出力トランジスタのコレクタがそのまま6ピンとなっています。データシート上では出力は6ピンにタンク回路を通してVccへと接続して取りだしています。Vcc=5V時に下段トランジスタのベースは1.5VとなるようになっていきますのでVce(下段, min)=1Vとして5-(1.5-0.7+1)=3.2Vが上段で利用できる最大電圧となります。また、無信号時の6ピンの吸い込み電流は約1mAとなっています。6ピンとVccはダイオードでクランプされているのでAM系の信号を扱う時には電圧に注意が必要です。歪みの少ない最大信号電圧を250mVとすると $250(\text{mV})/1(\text{mA})=250\ \Omega$ が最大負荷抵抗となり、このときの出力電力は $0.25\ \text{mW}=-6\text{dBmW}$ となりますが、実際には出力は更に小さくなります。TA7358は他のファミリーと異なり、低電圧対応の為と考えられますが、下段トランジスタに接続している定電流回路を抵抗で代用していますので差動対に多少のアンバランスがでます。前述したように、この下段トランジスタのバイアスはRF増幅部と共有されているため、RF増幅部を設計のベース接地ではなくエミッタ接地で使用した場合に干渉することが考えられます。内部回路が公開されているTA7310から回路を類推すると、ダイオードを使ったアクティブ終端となっており、低周波から高周波まで対応できるようですが、マイクアンプといった低周波を増幅する為に使用する場合にはIC内部のデカップリングを十分にするために、2ピンには十分な容量のコンデンサを接続した方が良い結果を得られると考えられます(実際には実験していないのでこの段は思考による考察です)。



[実験例 1] DBM としての性能検証実験

SSB生成のためのBMとしてTA7358を使用する場合の性能を検証する為にはAFの信号源が必要になりますが、信頼のあるAF信号源を所有していません。そして、1KHz離れた波形を検証するためにはスペアナは少なくともRBWが300Hz以下で測定したいのですが、ここまで絞るとスキャンに時間がかかるので検証実験の時間も長くなってしまいます。所有するSSGの最小周波数が100kHzですので100kHzを4ピンに入力することで検証を行いました。回路は単純に2ピンを10nFでバイパスし、4ピンには100nFを介してSSGから100kHzを入力、8ピンにはSSGからの12.8MHzの入力を56Ωで終端して10nFを介して入力しました。



出力の6ピンは560Ωを負荷としてVccに接続し、10nFを介して1ピンへ入力して増幅します。3

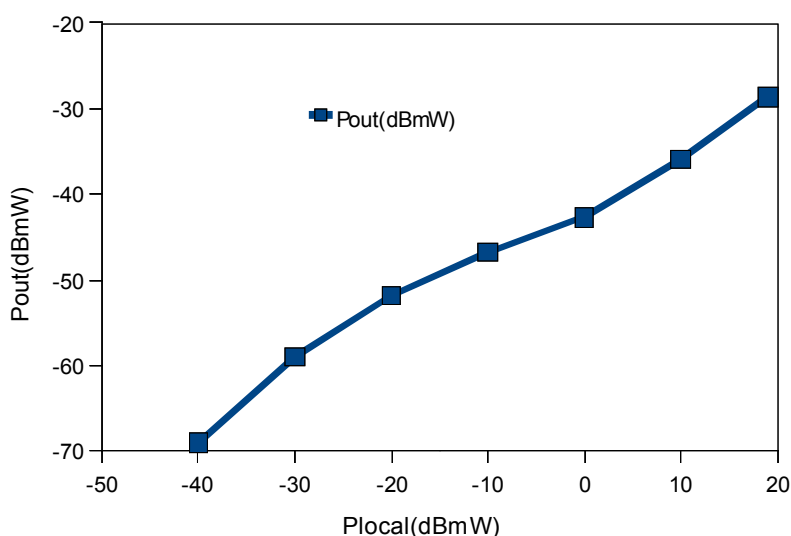
ピンには 1:3 のステップダウントランスを介してスペアナへと入力しました。RF 増幅部の I_c はおおよそ 1mA なのでベース接地回路の入力抵抗はエミッタ抵抗に等しいとすると 26 Ω となります。したがって、DBM の負荷についても交流的にはほぼ 26 Ω となります。出力は 3:1 のステップダウントランスを使用して取り出していますのでこの回路の利得はベース接地の電圧増幅率であるエミッタ抵抗とコレクタ抵抗の比を 3 で割った値に概算出来て $450/26/3=5.7$ となり、電圧比で 15 dB のゲイン相当になると考えられます。電力比では入力が 50 Ω ではないのでロスが生じて約 12dB となりますが全体のロスもあるのでおおよそ 10dB の利得と考えると良いのではないかと思います。また、 $I_c=1mA$ でするので $(50 \times 32=)450 \Omega$ 負荷時の A 級増幅で得られる最大電力は約 -6dBmW となります。今回は DSB が出力されるので -12dBmW 以上のピークがある場合には RF 増幅段は飽和していることを意味しています。

まずは、4 ピン入力が無い状態でのキャリア抑圧度を測定しました。-20dBmW ~ 19dBmW の範囲でおおよそ 30 ~ 50dB の抑圧度が得られています。キャリア電力が大きいほど抑圧度が上昇していますが、おそらくはバッファとして働いている発振部が飽和して波形が方形波に近づいていくため差動段の平衡度を覆い隠すためだと考えられます。実際、キャリアが大きくなるとキャリア高調波も増えていきます。

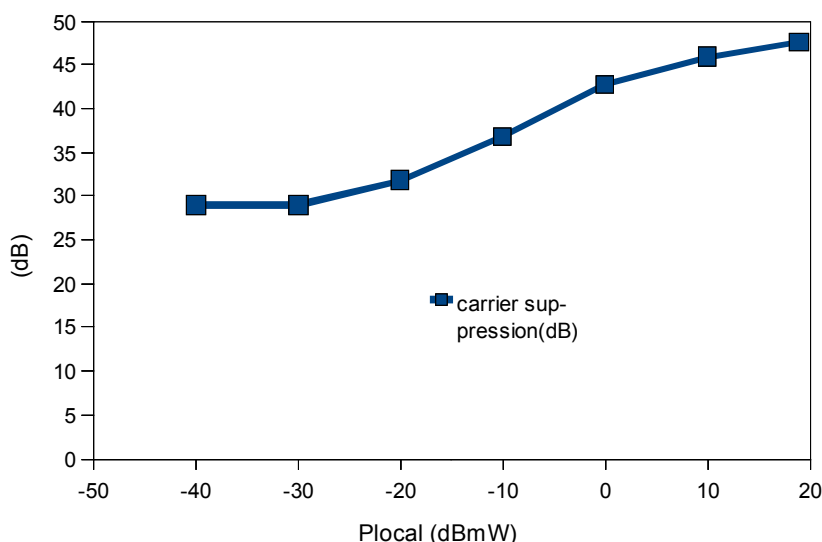
続いて、キャリアを -40 ~ +10dBmW として 4 ピンに約 -80 ~ 0dBmW を入力したときにあらわれる 12.9MHz のピークについて測定しました。実際には 4 ピン入力用 SSG は電圧表示なので 30dBuV=-83dBmW から 110dBuV=-3dBmW の 10dBuV 刻みで測定しています。また、+200KHz, +300KHz にあらわれる歪波についても測定しました。入力に対してほぼ利得 0 で -10dBmW まで直線的に出力は増加していきます。200KHz については -30dB、300KHz については -40dB の差がありますが

-10dBmW で出力は飽和します。その傾向は 200KHz,300KHz の歪波についても現れており、-10dBmW 入力時に 300KHz 波が増加する分 200KHz 波が一時的に減少しているのが観測できました。キャリア電力は -20 ~ +10dBmW まではほとんど出力に影響しておらず、-30,-40dBmW に減力するとおおよそ 10dB 出力も減少しています。この時にも -10dBmW 入力で飽和しているなのでこの飽和は RF 増幅段で生じたものではなく、DBM 部で生じた飽和であることが考えられます。-10dBmW は電圧では尖塔値でおおよそ 0.1V であり、データシート上で入力抵抗は 3K Ω 程度ありますのでベース電流は 30 μ A 程度流れます。この

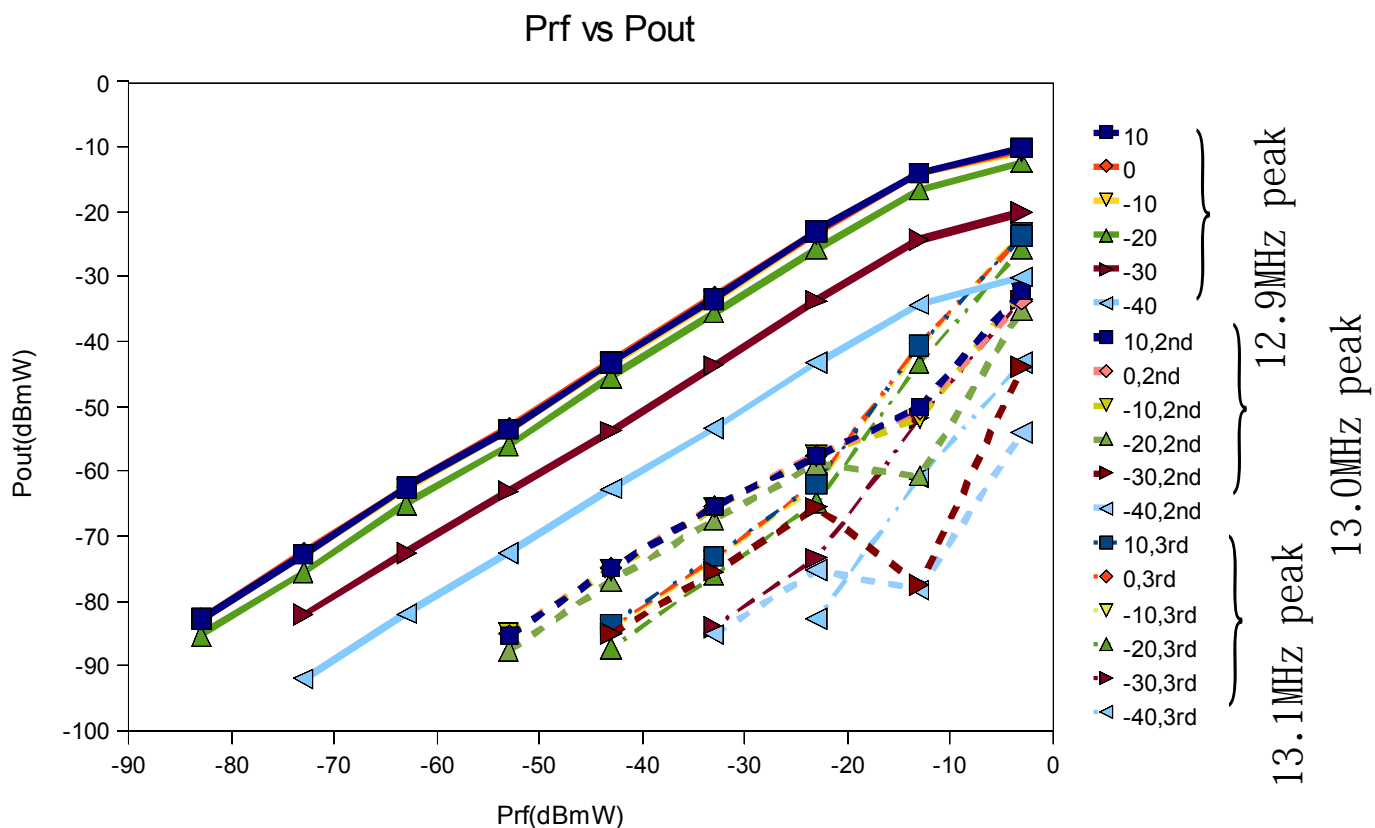
Plocal vs Pout



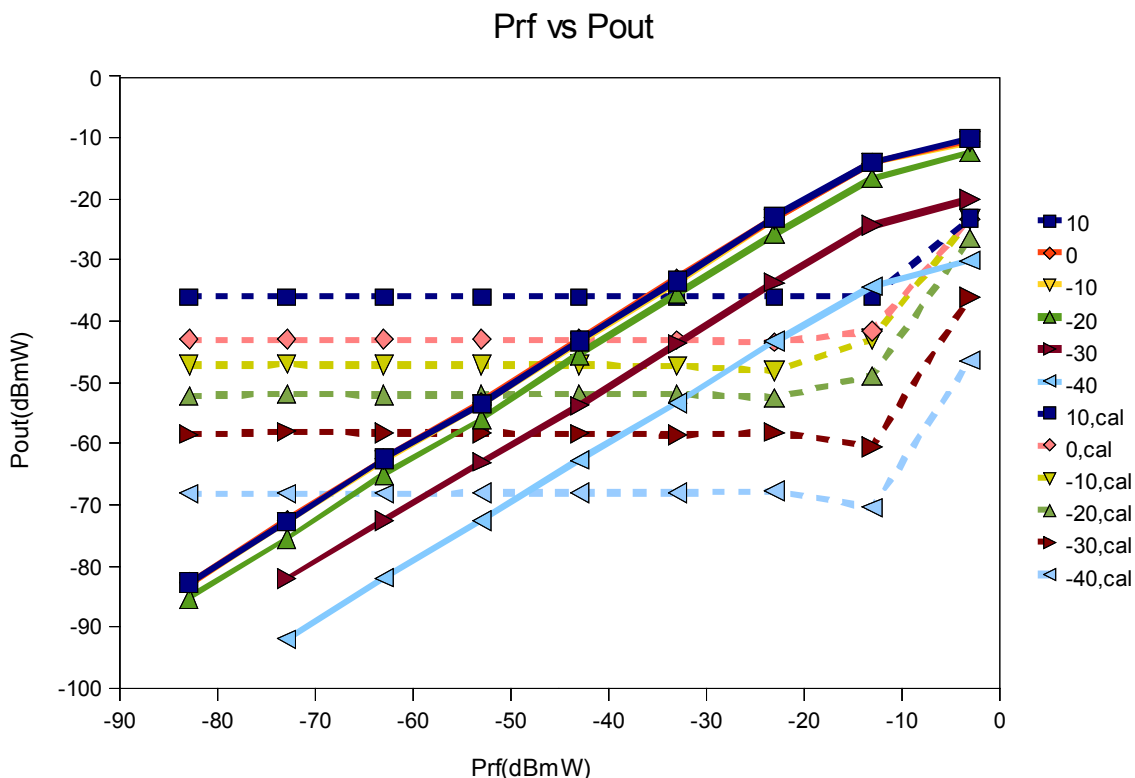
carrier suppression



時、トランジスタの電流増幅率 β が30以上あると電流不足でクランプします。TA7358はFM用のトランジスタですので f_T は少なくとも $f_T > 200\text{MHz}$ とすると $\beta > 15(2^{\log_{10} 200 / \log_{10} 12.8})$ となるので、この予測法でも0.2Vで飽和となります。従って、TA7358をDBMとして用いた時にはキャリアは-20dBmWあれば十分



であり、入力も-20dBmW以下にするのが良いということになります。この事は、-20dBmWはおおよそ20mVrms=56mVp-pですから、マイクの出力を2mVとすると10倍程度のプリアンプで十分な出力が得られること、DSB波を得る時に最終出力を1Wとするとこの回路定数では40dBの増幅が必要だということの意味しています。



キャリアとの関係を考えてみると -20dBmW をキャリアとして入力するとおおよそ -50dBmW がリークとして出力されてきます。変調に必要とされる音声のダイナミックレンジを見積もると、符号化した電話程度の音声品質が 8 ビット 256 譜調信号で得られますから 50dB 程度は必要ということになります。つまり、信号の直線性とキャリアリークが良好と考えられるキャリア電力 -20dBmW であっても、キャリアリークを無信号時レベルにするためには -70dBmW 以下とすることが求められているのに対して、実測では電圧比で 10 倍強い -50dBmW が漏れてしまっているということが判ります。このことから TA7358 を DSB 変調器として使用した時には平均音声レベル程度か多少小さいキャリアによるビートを許容する必要があることを意味しています。また、変調後にフィルターを通して SSB とするためにはキャリア周波数での減衰度は少なくとも 20dB は必要であるということが言えます。実使用において -20dBmW ちょうどに合わせるとするのは難しいでしょうから実用には 30dB 以上は欲しいものです。300Hz で 30dB 以上の減衰度となると 6 段から 8 段程度の水晶を要し、減衰もそれなりに大きなものとなりますので、フィルターを通す前に一度増幅した方が良くも知れません。

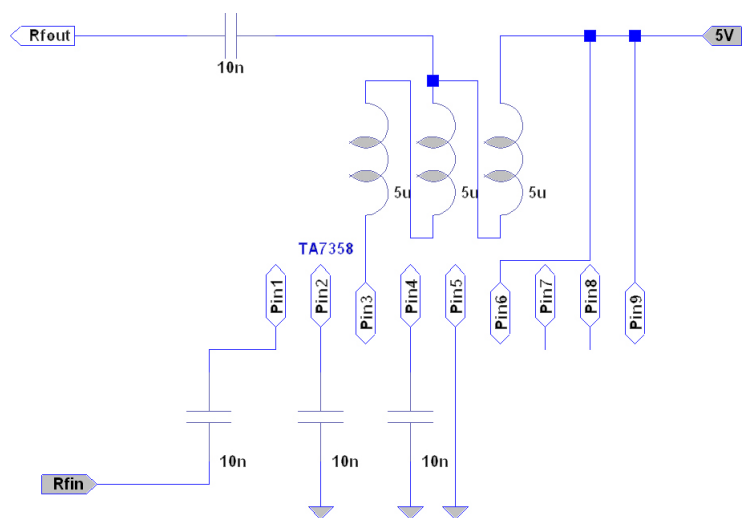
[実験例 2] 増幅部の特性評価

先の試験では DBM からの変調波を一旦増幅部を通してから測定を行いました。増幅部での説明の通り、増幅部を構成するトランジスタには 1 mA の電流しか流れておらず、ベース電位は $V_{cc}=5\text{ V}$ の時に 1.5 V ですから、誘導負荷時の最大出力電圧は 3 V 程度であり、従って級で増幅する限り $1.5\text{ mW}=17\text{ dBmW}$ が最大電力となります。先の試験で得られた飽和電力は

-10dBmW でした。DSB でするので増幅器の出力電力は +6dB として -4dBmW となり、実際には二次、三次の歪波も多数生じたので 0 ~ +5dBmW 程度は総出力として出ていたと考えられます。利得のことを考えると、データシート上ではベース接地で使用した場合の入力インピーダンスは $50\ \Omega$ 程度とされていますので DBM が出力できる電力 (0.2 V, 1 mA を想定) の至適インピーダンス $200\ \Omega$ から考えると電力として -6dB のロスがありますから、先の実験では全体として数 dB 程度の利得しかなかったと考えられます。

そこで、増幅部のみの特性を調べるとどうなるかということを実験してみることにしました。回路としては単純に 1 ピンに $50\ \Omega$ のインピーダンスを持つ信号源を接続し、3 ピンより 3:1 の準伝送線路型ステップダウントランスで出力という簡単なものです。この場合、先の実験と同じく増幅部から見た出力インピーダンスは $450\ \Omega$ であり、最大電力は約 -6dBmW となります。

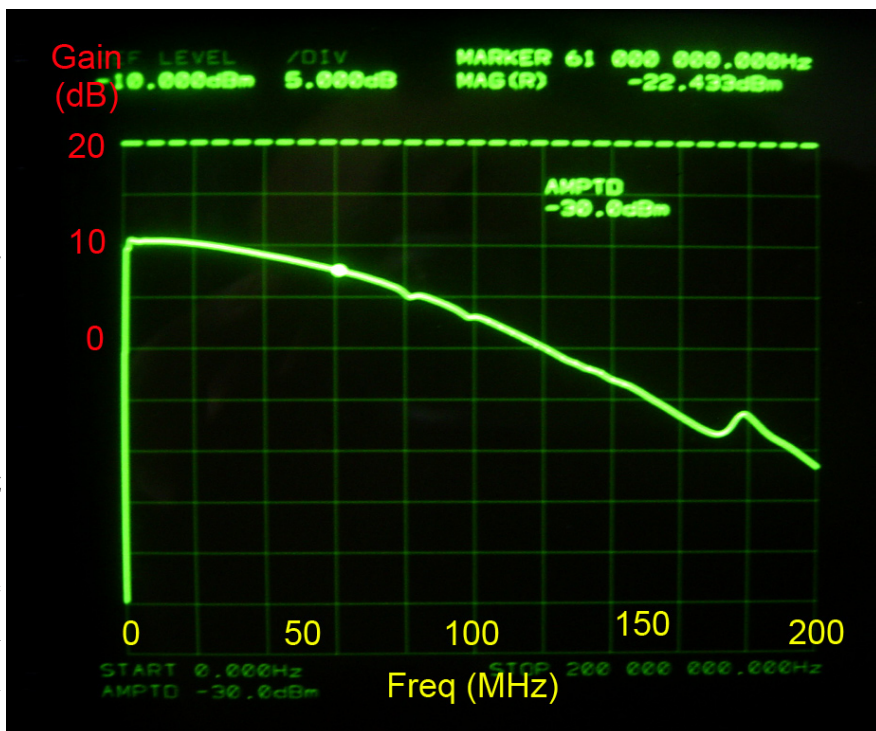
入力部に方向性結合器を接続し、リター



A



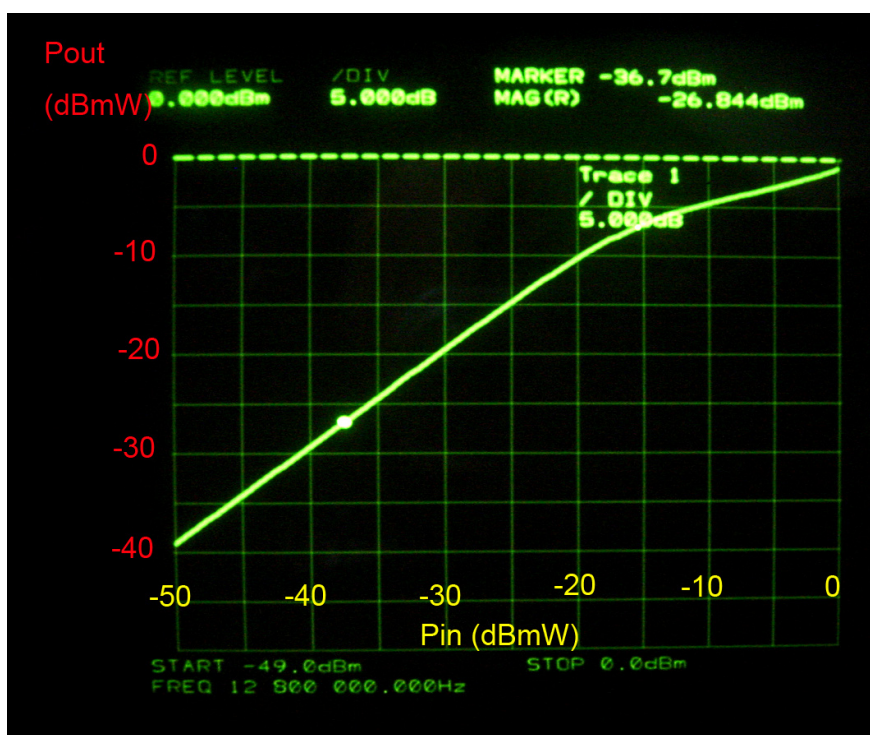
ンロスを計測すると 100 MHz 程度まで
 おおよそ -14 ~ -11dB となりました。
 これは、SWR で約 1.5 ~ 1.8、入力イン
 ピーダンスで約 28 ~ 33 Ω となりま
 す。ベース接地の入力インピーダンス
 はエミッタ抵抗に等しく、この値は 26/
 $I_e(\text{mA})$ となることを考えると $I_c=I_e=1$
 mA なのでそれほどかけ離れた値ではあ
 りません。利得は 30 MHz 付近まで 10
 dB で、50 MHz では 8 dB、120 MHz
 で 0 dB となりました。入出力インピー
 ダンス比は 30:450 で 15 倍の電圧利得
 があり、これを 1/3 にしますから最終
 的には 5 倍となります。電力比で 25 倍
 は約 14dB となります。ミスマッチと 3:1



トランスのロスを考えてそれほど離れてはいません。120MHz で利得 0dB となるのは FM 用のフロント
 エンド IC としてはおかしく感じますが、データシート上では並列同調回路を負荷としており 4 ピンの入
 力インピーダンスも数 K Ω と高いので、FM 放送の帯域でも利得が得られるのだと思います。また、コレ
 クタ上で電圧増幅率が 1 となる点は利得が約 -10dB となる 200 MHz 付近になりますので先ほどのトラン
 ジスタの f_T を 200MHz と見積もったのも大きく外れてはいないと考えられます。

12.8 MHz での直線性を見ますと -20dBmW 入力あたりまでは利得 10dB で直線性を保っており、飽和
 出力は 0dBmW 程度となりました。

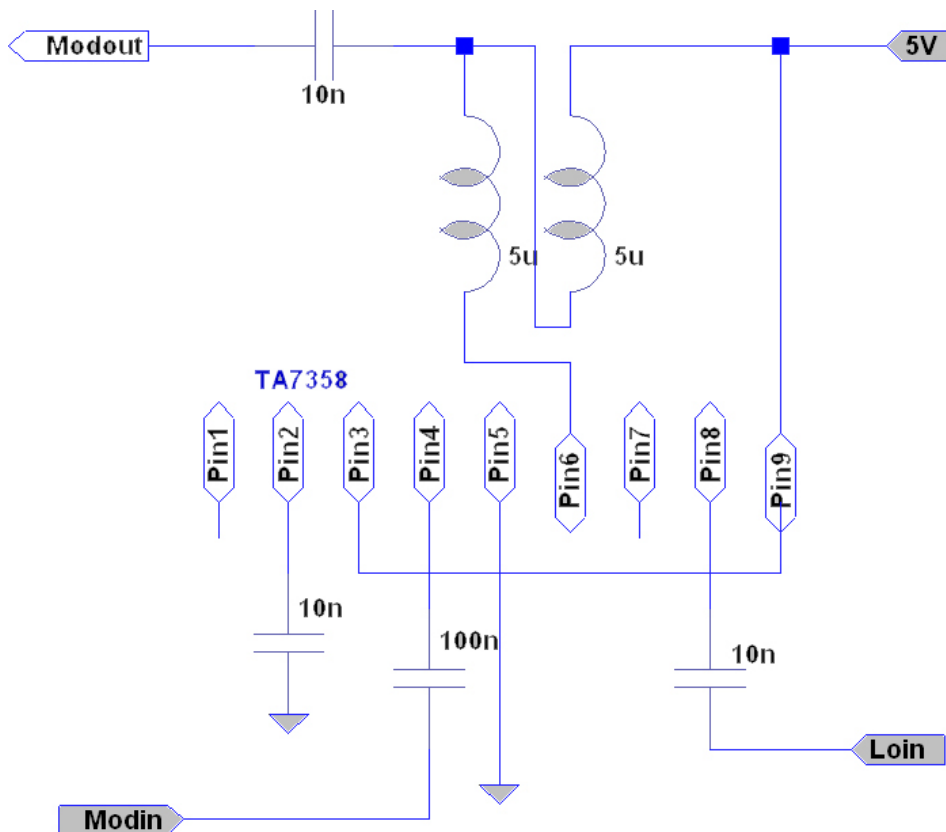
これらの結果から増幅部の特性は 3:1 のステップダウンを介して出力させると 10dB の利得で HF 帯は
 なんら問題なく、50 MHz でもまずまずの成績で使用できることがわかります。また、50 Ω に対する入
 力 SWR もそれほど悪い値ではなく受信用の初段としては問題ない特性だと思います。負荷を同調回路に
 するとおそらく 144MHz にも使用は可
 能だと思われます。しかし、送信系に
 使用するとすると AF 増幅には入力イン
 ピーダンスが低く (数十 Ω)、発振しな
 いようにステップダウントランスを使用
 する限り、電圧比で 3 ~ 5 倍程度の
 増幅度しかないというのは物足りない
 特性ですし、DBM 後段の増幅としても
 DBM 段とさほど得られる最大電力 (約
 -10dBmW) には大差ないという中途半
 端な特性となってしまいます。ですか
 ら、増幅しようと欲張らず、DBM のク
 リップ対策の緩衝・次段へのインピー
 ダンス変換に使うのが良いと思います。
 利得が欲しいという時には 3 ピンに抵



抗を入れて回路電流を増やすということも考えて良いでしょう。ただし、これは IC の定格外の使用法となります。この時代の IC で外部に端子を出す内部トランジスタが 10 mA 流れないということはないと思いますが、バイアスは DBM と共有されているのでバランスを崩さないように 2 ~ 3 mA 程度に抑えるのが良いでしょう。それでも電流が 3 倍になれば最大電力は +10dB 増加となりますので十分であろうと思います。この場合にはベース接地の特性上入力インピーダンスが電流に反比例して低下することに注意が必要です。実際、3 mA 程度までであれば DBM 部に大きな影響はなく（この時は増幅部使用せず、電流を 3 mA 流しただけ）、増幅特性としても 0 dB ~ 10 dBmW 程度まで直線性を改善することができました。

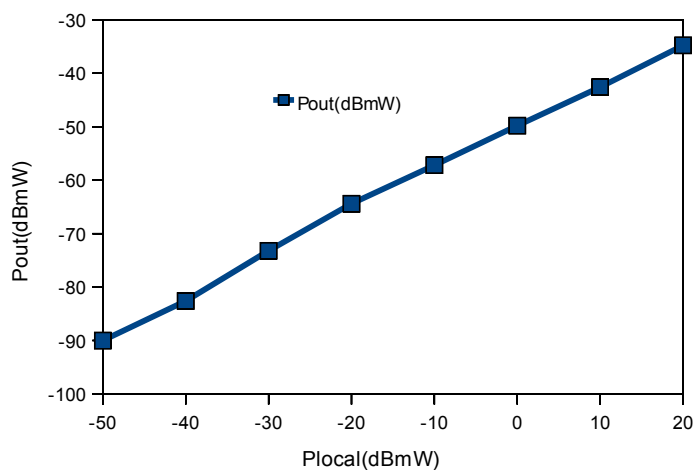
[実験例 3] DBM 部のみの性能評価

実験例 1 では増幅部を組み合わせ合わせて全体で評価しましたが、DBM に対する交流負荷の値が 30 Ω 程度とかなり低い値となっていました。一方で 560 Ω を通して Vcc に接続したため、無信号時に既に 0.5V 程度の電位差が差動出力間に生じており、あまり良いとはいえない条件での評価となりました。そこで、動作周波数は局発 12.8MHz、信号 100kHz と変更せずに 6 ピンに直接 4:1 の準伝送線路型ステップダウントランスを接続し、DBM から見た負荷を 200 Ω として特性評価を行いました。

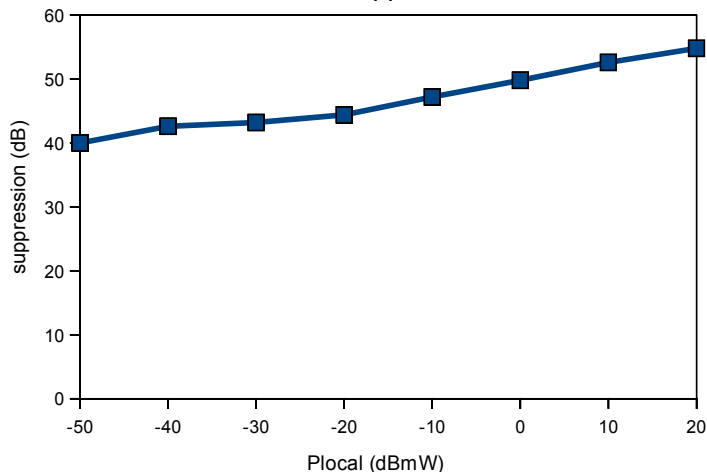


まずは、4 ピン入力が無い状態でのキャリア抑圧度を測定しました。-50dBmW ~ 20dBmW の範囲でおおよそ 40 ~ 55dB の抑圧度が得られています。実験例 1 と同じくキャリア電力が大きいほど抑圧度が上昇しており、キャリアが大きくなるとキャリア高調波も増加するという傾向が見られます。キャリア抑圧

Plocal vs Pout



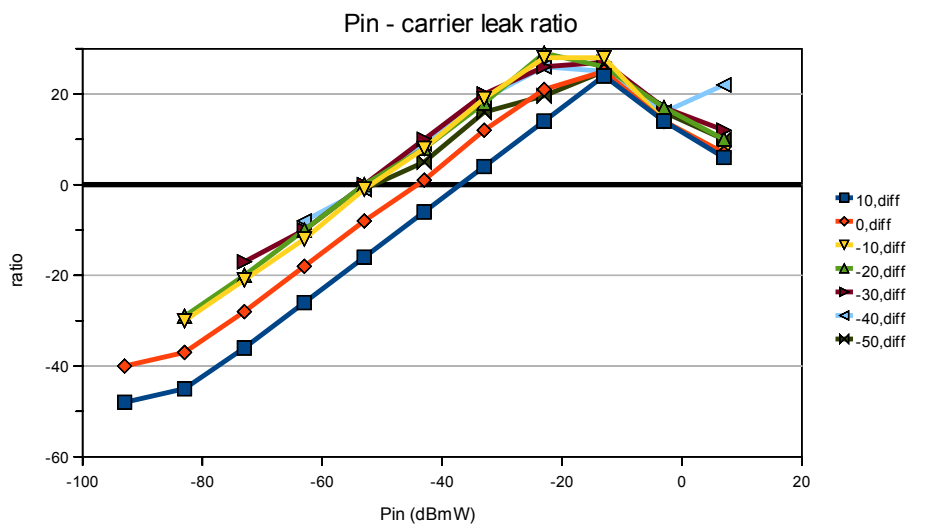
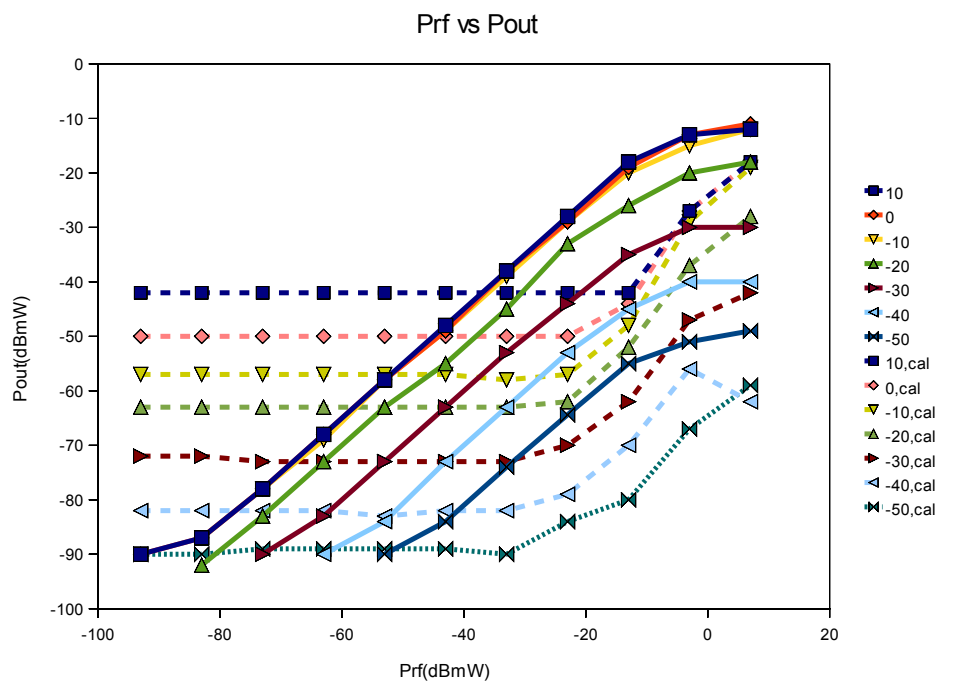
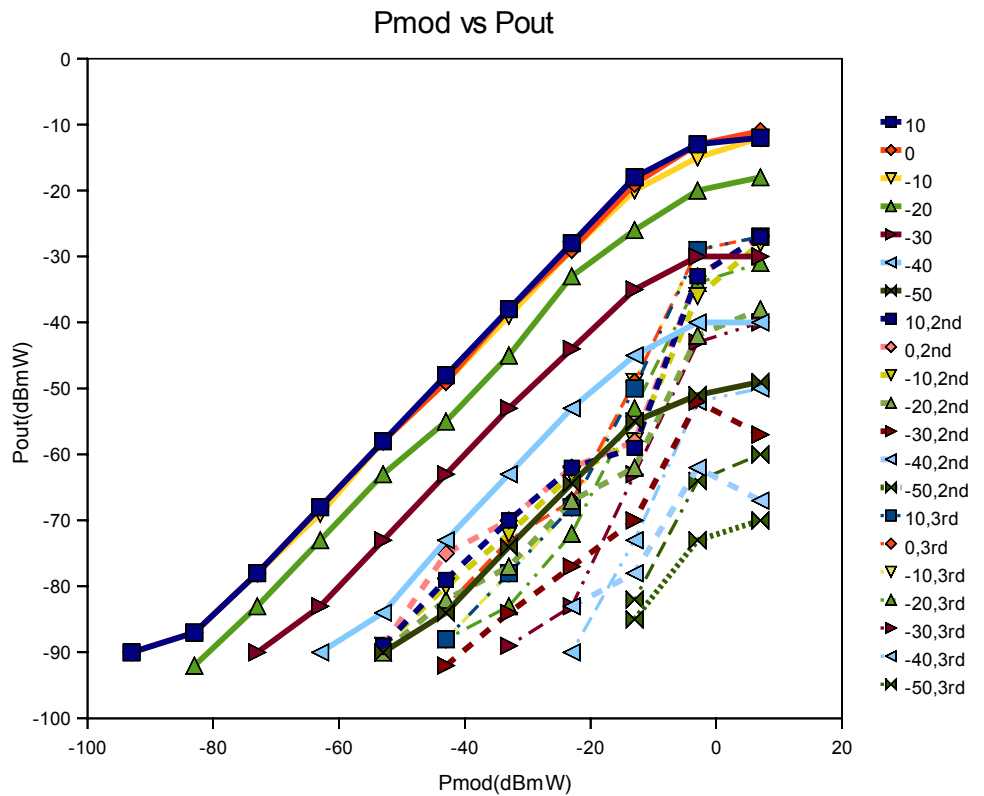
carrier suppression



度は実験例1の時よりも良くなっています(続く3ではまた戻っていますのでベストコンディションと呼ぶべき状態があるのかも知れません)。

続いて、キャリアを -50 ~ +10dBmW として4ピンに約 -90 ~ +10dBmW を入力したときにあらわれる 12.9MHz のピークについて測定しました。今回も4ピン入力にはSSGで 20dBuV=-93dBmW から 120dBuV=+7dBmW の 10dBuV 刻みで測定しています。また、+200KHz, +300KHz にあらわれる歪波についても測定しました。入力に対してほぼ利得 -5dB で -15dBmW まで直線的に出力は増加していきます。+200KHz については -40dB、+300KHz については -50dB の差がありますが -30dBmW で歪波は飽和します。実験例1とパターンは異なりますが +300KHz の高調波が増加すると +200KHz の歪が減少する場合があります。キャリア電力は -20 ~ +10dBmW まではほとんど出力に影響しておらず、-30,-40dBmW に減力するとおおよそ 10dB ずつ出力も減少していきます。この時にも飽和に必要な入力には大きく変わりはないので DBM で飽和しており、且つ、4ピンに接続されたトランジスタで飽和していると考えられます。

局発漏れと信号強度について比較するとやはり、同程度の点から出力が飽和するまでは 20 ~ 30dB しかありません。ですので



DSBの変調器として使用するには抑圧度が足りないと考えられます。また、実験例1での考察と異なり、増幅部を使用しなくてもこの値に大きな違いは見られなかったので、両者間のアイソレーションはRFに関しては良好であることがわかります。なお、4ピンに直流のバイアスをかけてバランスをとるということもこの実験で試みましたが改善はされませんでした。バイアス電圧の掛けかたを工夫すればさらに改善できるのかも知れませんが、かなり微妙な調整になりますので高抑圧度を得るのは難しいでしょう。また、IC内部の基準電圧源と温度特性を合わせることが必要になるので調整により高抑圧度を達成できても維持することは出来ないのではないかと考えられます。バランスが必要であれば別に相対的なバランス調節機構を持つICもしくはダイオードDBMにするのが良いでしょう。

データシートによると変換利得があることになっていますが、DBMのみの特性ではダイオードDBM並みの変換ロスという結果になりました。データシートでは入力インピーダンスが高いことを最大限に活用しており(同調回路で受けている)、出力側もFM用であるため、クリッピングにこだわらず、やはり同調回路を負荷としているため総利得として30dBを得ていると考えられます。受信用として利得を稼いでも出力が飽和しないことが明らかであれば振幅変調系でも利得を有する周波数変換段として活用することは可能であると考えられます。局発・信号・中間周波のそれぞれの周波数が離れていればアイソレーションの問題も同調回路によるフィルタリングで回避することが出来ます。

過去の公表された実験例を調べるとバイアス電圧を調整してキャリアリークを減少させる試みをされた方がおられます。すでに公表は停止されているので詳細は不明ですが、増幅部とDBM部でバイアスが干渉しあうことを考えるとDBMとしてだけ使うといった割り切りが安定に使うのに必要かも知れません。

ステンレス線 PESUS はアンテナエレメントに使えるか JA8DIQ/JF1ISC 大久保尚史

【まえがき】 サガ電子工業からポリエチレン線にφ0.18の8本のステンレス線を織り込んだ、PESUS-22、PESUS-42という線材が販売されています。強靱で軽量なため、あるディーラーではアンテナエレメント用として宣伝しているところもあります。果たして使い物になるのでしょうか。シミュレーションしてみました。

1. 解析手順・条件

(1) アンテナシミュレータ: 4NEC2

(2) 線材の条件

- 導体: ステンレス線、銅線 尚、PE 線は考慮しない。
- 導体径: 8 本分の断面積に等しい 1 本の線と仮定

(3) アンテナモデル

自由空間にある半波長ダイポールとし、共振、かつ、整合回路で完全マッチング状態の利得を求める。

2. シミュレーション結果

各周波数でアンテナを最適な寸法にして、下図の通り、利得を計算してみました。

周波数が低いほど、銅ワイヤより PESUS の方がロスが大きくなります。

この理由は以下のように考えることができます。

- ・表皮効果: 抵抗値は周波数の平方根に比例する。つまり周波数の平方根に比例してロスが増える。
- ・エレメント長: 周波数に反比例する。つまり、周波数に比例してワイヤが短くなるので、周波数に比例してロスが減る。

以上から、半波長ダイポールでは、周波数の平方根に反比例してロスが増える。

【結論】 PESUS をローバンドで使うと痛い目を見るが、V/U では使えなくもない。

【参考資料】 PESUS の website: http://www.sagant.co.jp/products/musen/musen_4.html

